

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES  
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum  
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum  
3. April 2003 (03.04.2003)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
WO 03/028206 A1

(51) Internationale Patentklassifikation<sup>7</sup>: H03D 3/00

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE01/03610

(22) Internationales Anmeldedatum:  
19. September 2001 (19.09.2001)

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von  
US): SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT [DE/DE];  
Wittelsbacherplatz 2, 80333 München (DE).

(74) Gemeinsamer Vertreter: SIEMENS AKTIENGE-  
SELLSCHAFT; Postfach 22 16 34, 80506 München  
(DE).

(81) Bestimmungsstaaten (national): AU, BR, CA, CN, CZ,  
HU, ID, IL, IN, JP, KR, MX, NO, PL, RU, SG, TR, US,  
ZA.

(84) Bestimmungsstaaten (regional): eurasisches Patent (AM,  
AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches Patent  
(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU,  
MC, NL, PT, SE, TR).

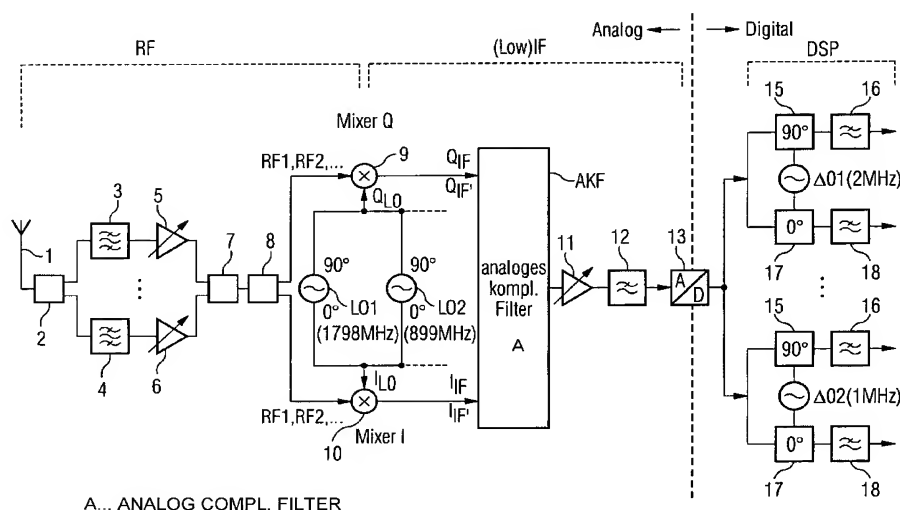
Veröffentlicht:  
— mit internationalem Recherchenbericht

(72) Erfinder; und  
(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): VAN DER BURGT,  
Chiron [NL/NL]; Rigttersbleekstr. 46, NL-7521 GK En-  
schede (NL).

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen  
Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on  
Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe  
der PCT-Gazette verwiesen.

(54) Title: MULTIBAND RECEIVER AND METHOD ASSOCIATED THEREWITH

(54) Bezeichnung: MULTIBAND-EMPFÄNGER SOWIE ZUGEHÖRIGES VERFAHREN



(57) Abstract: The invention relates to a multiband receiver for simultaneous reception of a plurality of RF signals (RF1, RF2) with partially different carrier frequencies. An RF/IF-converter is provided with a plurality of local oscillators (LO1, LO2) corresponding to a plurality of RF signals (RF1, RF2) in order to produce LO in phase components ( $I_{LO}$ ) corresponding to said carrier frequencies and quadrature components ( $Q_{LO}$ ); in addition to an in-phase mixer (10) and a quadrature mixer (9) for mixing the respective LO in-phase and quadrature components ( $I_{LO}$ ,  $Q_{LO}$ ) with the RF signals in order to produce intermediate frequency signals with IF in-phase components ( $I_{IF}$ ,  $I_{IF'}$ ) and IF quadrature components ( $Q_{IF}$ ,  $Q_{IF'}$ ). A complex filter (AKF) carries out complex filtering on the basis of the intermediate frequency signals in order to suppress reflected intermediate frequency signals.

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

WO 03/028206 A1



---

**(57) Zusammenfassung:** Die Erfindung betrifft einen Multiband-Empfänger zum gleichzeitigen Empfangen einer Vielzahl von RF-Signalen (RF1, RF2) mit zum Teil unterschiedlichen Trägerfrequenzen, wobei ein RF/IF-Wandler eine der Vielzahl von RF-Signalen (RF1, RF2) entsprechende Vielzahl von lokalen Oszillatoren (LO1, LO2) zum Erzeugen von den Trägerfrequenzen zugehörigen LO-In-Phase-Komponenten ( $I_{LO}$ ) und Quadratur-Komponenten ( $Q_{LO}$ ) sowie einen In-Phase-Mixer (10) und einen Quadratur-Mixer (9) zum Mischen der jeweiligen LO-In-Phase- und Quadratur-Komponenten ( $I_{LO}$ ,  $Q_{LO}$ ) mit den RF-Signalen zum Erzeugen von Zwischenfrequenz-Signalen mit IF-In-Phase-Komponenten ( $I_{IF}$ ,  $I_{IF'}$ ) und IF-Quadratur-Komponenten ( $Q_{IF}$ ,  $Q_{IF'}$ ) aufweist, wobei ein komplexes Filter (AKF) eine komplexe Filterung auf der Grundlage der Zwischenfrequenz-Signalen zur Unterdrückung von gespiegelten Zwischenfrequenz-Signalen durchführt.

## Beschreibung

## Multiband-Empfänger sowie zugehöriges Verfahren

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf einen Multiband-Empfänger sowie ein zugehöriges Verfahren und insbesondere auf einen Multiband-Empfänger zum gleichzeitigen Empfangen von Multiband-RF-Signalen mit zum Teil unterschiedlichen Trägerfrequenzen.

Der Einsatz von Telekommunikations-Netzwerken unter Verwendung von beispielsweise mobilen Funksystemen hat sich in den letzten Jahren verstärkt entwickelt, wobei es zu der Situation kommt, dass neben früheren Telekommunikations-Funknetzen oftmals neuartige z.B. zellular aufgebaute Netzwerke hinzukommen.

Folglich existieren zunehmend eine Vielzahl von unterschiedlichen Übertragungs-Standards gleichzeitig nebeneinander, wie beispielsweise digitale und analoge mobile Telekommunikations-Netzwerke. Bei den digitalen Telekommunikations-Netzwerken sind der GSM-Standard (Global System for Mobile Communication), der DECT-Standard (Digital European Cordless Telecommunication) und der UMTS-Standard (Universal Mobile Telecommunication System) beispielhaft für Europa genannt. Weltweit sind ferner die PCS1900- (Personal Communication Services), DCS1800- (Digital Cellular System) oder JDC- (Japanese Digital Cellular) Standards beispielhaft erwähnt. Diese Vielzahl von unterschiedlichen Kommunikationsnetzen bzw. Übertragungsstandards basieren dabei auf im Wesentlichen gleichen oder unterschiedlichen Trägerfrequenzen.

Beispielsweise besteht die Notwendigkeit ein Notebook über eine „bluetooth“-Schnittstelle mit einem Handy und dieses über eine GSM-Schnittstelle mit dem Internet zu verbinden, wobei im Handy zwei unterschiedliche RF-Signale der unterschiedlichen Schnittstellen gleichzeitig zu empfangen sind.

Es entsteht daher zunehmend das Bedürfnis, einen Empfänger zu schaffen, der zumindest zwei oder mehrere Übertragungsstandards bzw. Frequenzbänder gleichzeitig realisiert. Telekommunikationsendgeräte mit derartigen Empfängern werden üblicherweise als sogenannte Dualband- oder Triple-Band-Endgeräte bezeichnet und ermöglichen den Empfang von RF-Signalen (Funkfrequenz-Signalen) in zwei oder drei Übertragungsstandards.

Zur Realisierung derartiger Multiband-Empfänger wurden üblicherweise zwei oder mehrere voneinander getrennte Funkempfänger (radio) miteinander kombiniert, wodurch sich jedoch außerordentlich hohe Kosten bei der Realisierung ergeben.

Ferner ist aus der Druckschrift EP 0 945 990 A1 ein Multiband-Empfänger zum Empfangen von Multiband-RF-Signalen mit zum Teil unterschiedlichen Trägerfrequenzen bekannt, wobei ein RF/IF-Wandler die RF-Signale (Radio Frequency, Funkfrequenz) in sogenannte Zwischenfrequenz-Signale (Intermediate Frequency) umwandelt. Genauer gesagt werden hierbei unter Verwendung eines lokalen Oszillators zwei Zwischenfrequenzen (Intermediate Frequencies) für beispielsweise die unterschiedlichen Standards GSM1800 und GSM1900 erzeugt und somit ein Dualband-Empfänger realisiert. Nachteilig ist hierbei jedoch die Beschränkung auf relativ wenige Trägerfrequenzen bzw. auf Trägerfrequenzen in einem ähnlichen Frequenzbereich und die Verwendung von teuren Zwischenfrequenzpfaden.

Demgegenüber liegt der Erfindung die Aufgabe zugrunde, einen Multiband-Empfänger sowie ein zugehöriges Verfahren zu schaffen, mit dem Multiband-RF-Signale mit zum Teil stark unterschiedlichen Trägerfrequenzen auf kostengünstige und flexibel einstellbare Art und Weise gleichzeitig empfangen werden können.

Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe hinsichtlich des Empfängers durch die Merkmale des Patentanspruchs 1 und hinsicht-

lich des Verfahrens durch die Maßnahmen des Patentanspruchs 15 gelöst.

Insbesondere durch die Verwendung eines RF/IF-Wandlers zum Umwandeln der RF-Signale in eine Vielzahl von Zwischenfrequenz-Signalen, wobei eine der Vielzahl von RF-Signalen entsprechende Vielzahl von lokalen Oszillatoren zum Erzeugen von den Trägerfrequenzen zugehörigen In-Phase- und Quadratur-Komponenten eingesetzt werden, sowie aufgrund der Verwendung eines In-Phase- und Quadratur-Mixers zum Mischen der jeweiligen In-Phase- und Quadratur-Komponenten mit den RF-Signalen zum Erzeugen von IF-In-Phase- und IF-Quadratur-Komponenten in einem Zwischenfrequenzbereich, können unter Verwendung eines zusätzlichen komplexen Filters auf der Grundlage der Zwischenfrequenz-Signale die für die weitere Verarbeitung gewünschten Zwischenfrequenz-Signale auf einfache und sehr genaue Art und Weise ausgefiltert werden. Somit kann nicht nur ein einziger Funkempfänger für eine Vielzahl von Multiband-Funkfrequenzen bzw. RF-Signalen gleichzeitig verwendet werden, sondern es ergibt sich darüber hinaus eine äußerst flexible Konfiguration zur Realisierung von bisher nur sehr schwer oder nicht vereinbarter Übertragungsstandards.

Vorzugsweise weisen die Zwischenfrequenz-Signale ungespiegelte und gespiegelte Signale in einem niederen Zwischenfrequenzbereich (Low IF) auf, wobei das komplexe Filter eine Phasenverschiebung zwischen den zugehörigen In-Phase- und Quadratur-Komponenten diese Signale derart durchführt, dass sich die unerwünschten gespiegelten Signalkomponenten zumindest teilweise auslöschen. Die Verwendung von Signalen in einem niederen Zwischenfrequenzbereich ermöglicht die Realisierung von besonders kostengünstigen Multiband-Empfängern. Die komplexe Filterung kann hierbei analog oder digital an Hand von analogen oder digitalen Zwischenfrequenz-Signalen durchgeführt werden. Wenn sich die gespiegelten oder ungespiegelten Signale jeweils alle im gleichen positiven oder negativen

Frequenzbereich befinden, kann das komplexe Filter besonders einfach realisiert werden.

Vorzugsweise erzeugen die lokalen Oszillatoren LO-Signale, die zueinander keinerlei Interferenzen aufweisen, wodurch sich die Signalqualität wesentlich verbessern lässt. Als komplexes Filter wird beispielsweise ein Polyphase-Filter verwendet.

Zur weiteren Verbesserung der Empfangsqualität kann der Multiband-Empfänger einen Vorverstärker in seinem RF-Empfangsteil aufweisen, der einen Frequenzsplitter zum Aufteilen der RF-Signale in ihre zugehörigen Trägerfrequenzbereiche, getrennte Verstärkerpfade zum Verstärken der RF-Signale in den jeweiligen Trägerfrequenzbereichen, und einen Signalkombinierer zum Zusammenfügen der aufgeteilten und verstärkten RF-Signale aufweist. Insbesondere wenn die Verstärkerpfade jeweils ein RF-Bandpass-Filter und einen variablen RF-Verstärker aufweisen, kann für jeden Trägerfrequenzbereich eine sogenannte Low Noise-Vorverstärkung durchgeführt werden.

Ferner kann zur Verbesserung einer Empfangsqualität in einem Zwischenfrequenz-Empfangsteil ein Verstärkerpfad mit einem variablen IF-Verstärker und einem IF-Tiefpassfilter verwendet werden.

Vorzugsweise befindet sich in einer ausgangsseitig angeordneten digitalen Signalverarbeitung eine Vielzahl von lokalen Oszillatoren zum Erzeugen von den ermittelten Zwischenfrequenz-Signalen zugehörigen Signalkomponenten und einer Vielzahl von digitalen Tiefpassfiltern zum Filtern der digitalen Signalkomponenten. Auf diese Weise werden die im niederen Zwischenfrequenzbereich liegenden Zwischenfrequenz-Signale qualitativ hochwertig weiterverarbeitet.

In den weiteren Unteransprüchen sind weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung gekennzeichnet.

Die Erfindung wird nachstehend an Hand von Ausführungsbeispielen unter Bezugnahme auf die Zeichnung beschrieben.

Es zeigen:

- Figur 1 eine vereinfachte Blockdarstellung eines Multiband-Empfängers gemäß einem ersten Ausführungsbeispiel;
- Figur 2 eine vereinfachte Blockdarstellung eines Multiband-Empfängers gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel;
- Figur 3 eine vereinfachte spektrale Darstellung der gemäß dem ersten Ausführungsbeispiel verwendeten Signale;
- Figur 4 eine vereinfachte spektrale Darstellung der gemäß dem zweiten Ausführungsbeispiel verwendeten Signale; und
- Figur 5 eine vereinfachte spektrale Darstellung von Signalen gemäß einem weiteren nicht dargestellten Ausführungsbeispiel.

Die Erfindung wird nachstehend beispielhaft an Hand eines Dualband-Empfängers beschrieben, der RF-Signale mit Trägerfrequenzen in einem 1800 MHz und einem 900 MHz Band empfängt. Die angegebenen Frequenzen dienen hierbei lediglich zur Verdeutlichung des grundsätzlichen Prinzips.

Figur 1 zeigt eine vereinfachte Blockdarstellung eines Multiband-Empfängers zum Empfangen von zwei RF-Signalen, die in einem Trägerfrequenzbereich von 1800 MHz und 900 MHz übertragen werden. Ein RF-Empfangsteil RF (Radio Frequency, Funkfrequenz) dient im Wesentlichen dem Empfang der RF-Signale mittels beispielsweise einer Antenne 1 und einer Vorverarbeitung durch einen aus den Blöcken 2 bis 7 bestehenden Vorverstärker. Die Antenne 1 kann jedoch in gleicher Weise durch einen

Koaxialkabel-Anschluss oder sonstigen Anschluss zum drahtgebundenen Empfang der RF-Signale ersetzt werden. Der Vorverstärker dient im Wesentlichen einer sogenannten Low Noise-Verstärkung und kann grundsätzlich auch entfallen.

Gemäß Figur 1 wird das zumindest zwei RF-Signale aufweisende und an der Antenne 1 empfangene Eingangssignal in einem Frequenzsplitter 2 in RF-Signale mit ihren zugehörigen Trägerfrequenzbereichen aufgeteilt. Genauer gesagt wird hierbei ein beispielsweise bei der Trägerfrequenz von 1800 MHz übertragenes RF-Signal RF1 in einen aus den Blöcken 3 und 5 bestehenden ersten Verstärkerpfad und ein bei der Trägerfrequenz von 900 MHz übertragenes RF-Signal RF2 in den aus den Blöcken 4 und 6 bestehenden Verstärkerpfad geleitet. Hierbei erfolgt in den Blöcken 3 und 4 eine RF-Bandpass-Filterung zur Verbesserung der jeweiligen RF-Signale RF1 und RF2. Anschließend erfolgt eine getrennte Verstärkung in den RF-Verstärkern 5 und 6, wobei in einem Signalkombinierer 7 anschließend die aufgeteilten, gefilterten und verstärkten RF-Signale RF1 und RF2 wieder zusammengeführt werden.

In einem Signalsplitter 8 werden anschließend die so verarbeiteten RF-Signale RF1, RF2 nunmehr leistungsmäßig beispielsweise gleich aufgeteilt und einem Quadratur-Mixer 9 bzw. einem In-Phase-Mixer 10 als Eingangssignale zugeführt. Ferner wird dem Quadratur-Mixer 9 und dem In-Phase-Mixer 10 eine jeweilige Quadratur-Komponente  $Q_{LO}$  und In-Phase-Komponente  $I_{LO}$  zugeführt, die aus einer der Vielzahl von RF-Signalen entsprechenden Vielzahl von lokalen Oszillatoren LO1, LO2, ... erzeugt werden. Da gemäß Figur 1 lediglich zwei RF-Signale RF1 und RF2 mit Trägerfrequenzen von 1800 MHz und 900 MHz verwendet werden, werden erfindungsgemäß genau zwei lokale Oszillatoren LO1 und LO2 verwendet, die bei einer knapp unterhalb oder knapp oberhalb der jeweiligen Trägerfrequenz liegenden Frequenz oszillieren und jeweilige In-Phase- und Quadratur-Komponenten erzeugen. Beispielsweise weist der lokale Oszillator LO1 eine Frequenz von 1798 MHz auf und



liegt damit 2 MHz unterhalb der Trägerfrequenz des RF-Signals RF1. Andererseits oszilliert der zweite lokale Oszillator LO2 bei einer Frequenz von 899 MHz und liegt somit 1 MHz unterhalb der Trägerfrequenz des zweiten RF-Signals RF2. Vorzugsweise liegen die gewählten Frequenzdifferenzen (2MHz, 1MHz) in einem ähnlichen Frequenzbereich. Grundsätzlich können die Trägerfrequenzen natürlich auch in einem ähnlichen (oder identischen) Frequenzbereich liegen (z.B. GSM 1800, GSM 1900, DECT), wodurch sich geringere Probleme bei der Realisierung des Multiband-Empfängers ergeben.

Figur 3 zeigt eine vereinfachte spektrale Darstellung der in Figur 1 verwendeten Signale. Bei dieser stark vereinfachten Darstellung besteht das RF-Signal RF1 aus einer Spektrallinie bei 1800 MHz und das RF-Signal RF2 aus einer Spektrallinie bei 900 MHz. Die von den lokalen Oszillatoren LO1 und LO2 erzeugten lokalen Frequenzsignale bzw. LO-Signale lo1 und lo2 liegen demzufolge als Spektrallinien bei um unterschiedliche Frequenzdifferenzen 2MHz und 1MHz verschobenen Frequenzen 1798 MHz und 899 MHz. In Figur 3 sind hierbei sowohl die In-Phase-Komponenten  $I_{LO}$  als auch die um  $90^\circ$  verschobenen Quadratur-Komponenten  $Q_{LO}$  identisch dargestellt, wenngleich sie den unterschiedlichen Mixern bzw. dem Quadratur-Mixer 9 und dem In-Phase-Mixer 10 zugeführt werden.

Die Kombination der Mixer 9 und 10 sowie der zugehörigen lokalen Oszillatoren LO1, LO2, ... ergibt einen sogenannten RF/IF-Wandler zum Umwandeln der Vielzahl von RF-Signalen RF1, RF2, ... in eine Vielzahl von analogen Zwischenfrequenz-Signalen IF1, IF2 sowie ihren zugehörigen gespiegelten Signalen IF1' und IF2'. Genauer gesagt werden gemäß Figur 1 vom Quadratur-Mixer 9 die jeweiligen Quadratur-Komponenten der ungespiegelten Zwischenfrequenz-Signale IF1 und IF2 sowie der gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale IF1' und IF2' ausgegeben. In gleicher Weise werden vom In-Phase-Mixer 10 die In-Phase-Komponenten der ungespiegelten und gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale IF1, IF2 und IF1' und IF2' ausgegeben.

Die spektrale Position dieser ungespiegelten und gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale IF1, IF2, IF1' und IF2' ist in Figur 3 dargestellt, wobei aufgrund der Faltung mit den lokalen Oszillatorsignalen lo1 und lo2 die den RF-Signalen RF1 und RF2 entsprechenden Zwischenfrequenz-Signale IF1 und IF2 in einem niederen Zwischenfrequenzbereich bei den Frequenzen von 2 MHz und 1 MHz zum Liegen kommen. Hierbei spricht man von Signalen im niederen Zwischenfrequenzbereich, wenn deren Frequenz im wesentlichen einer Bandbreite der zugehörigen RF-Signale entspricht. Bei Realisierung eines RF/IF-Wandlers für einen derartigen niederen Zwischenfrequenzbereich ergeben sich besonders kostengünstige Realisierungen für die Zwischenfrequenzpfade.

Unter Verwendung eines nachgeschalteten analogen komplexen Filters AKF können nunmehr die gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale IF1' und IF2' ausgeblendet werden, was in Figur 3 durch die Bandpassfilterung von ca. 0 bis 3 MHz angedeutet ist. Beispielsweise kann die analoge komplexe Filterung durch eine geeignete Phasenverschiebung der vom RF/IF-Wandler erzeugten In-Phase- und Quadratur-Komponenten  $I_{IF}$ ,  $I_{IF}'$ ,  $Q_{IF}$ ,  $Q_{IF}'$  im Zwischenfrequenzbereich herbeigeführt werden, wodurch es zu einem zumindest teilweisen Auslöschen der gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale IF1' und IF2' kommt.

Gemäß Figur 3 sind die Frequenzen der lokalen Oszillatoren LO1 und LO2 bzw. der dazugehörigen Signale lo1 und lo2 derart zu wählen, dass sich insbesondere bei einer Faltung im Frequenzbereich keine Interferenzen ergeben. Auf diese Weise können auch RF-Signale mit weit voneinander getrennten Trägerfrequenzen in einen niederfrequenten Zwischenfrequenzbereich (LOW IF) gebracht werden, der eine einfache und kostengünstige Signalverarbeitung ermöglicht. In gleicher Weise ist aus Figur 3 ersichtlich, dass die von den lokalen Oszillatoren LO1 und LO2 erzeugten Signale lo1 und lo2 vorzugsweise jeweils unterhalb oder oberhalb ihrer zugehörigen RF-Signale

liegen sollten, damit auch die zugehörigen Zwischenfrequenz-Signale IF1 und IF2 jeweils im gleichen positiven oder negativen Frequenzbereich zu liegen kommen. Auf diese Weise können die unerwünschten gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale IF1' und IF2' zuverlässig unterdrückt werden. Zur Realisierung des analogen komplexen Filters AKF wird vorzugsweise ein sogenanntes Polyphase-Filter verwendet.

Mit dem vorstehend beschriebenen RF/IF-Umwandler werden somit eine Vielzahl von RF-Signalen mit einem Frequenzabstand  $\Delta f$ , der wesentlich größer ist als eine zugehörige Zwischenfrequenz-Bandbreite, in nahezu den gleichen Zwischenfrequenzbereich übergeführt, wobei insbesondere bei einem niederfrequenten Zwischenfrequenzbereich die Situation auftritt, dass positive und negative Frequenzbänder um den Nullpunkt liegen. Unter Verwendung der In-Phase- und Quadratur-Komponenten dieser Zwischenfrequenz-Signale kann anschließend mittels eines komplexen analogen "Image-Rejection"-Filters (Image = gespiegelte Signale) ein leicht weiterverarbeitbares Signal erzeugt werden. Derartige niederfrequente Zwischenfrequenz-Signale ermöglichen darüber hinaus die Integration des Filters in einem RF-Chip, wodurch sich die Kosten und der Platzbedarf weiter verringern. Ferner ermöglicht der Einsatz des analogen komplexen Filters AKF die Beseitigung von störenden Gleichspannungskomponenten (DC).

Ausgangsseitig des analogen komplexen Filters AKF erhält man nunmehr ein Datensignal im niederen Zwischenfrequenzbereich, welches optional einem variablen IF-Verstärker 11 und einem IF-Tiefpassfilter 12 zugeführt werden kann. Anschließend wird das bislang noch analoge Zwischenfrequenz-Signal von einem A/D-Wandler 13 in ein digitales Zwischenfrequenz-Signal umgewandelt und von einem digitalen Signalverarbeitungsteil DSP zur Erzeugung von rückgewonnenen Datensignalen weiterverarbeitet.

Bei dieser an sich bekannten digitalen Weiterverarbeitung kann beispielsweise für jede in einem Zwischenfrequenz- bzw. IF-Empfangsteil IF erzeugte Zwischenfrequenz ein lokaler Oszillator zum Erzeugen von den Zwischenfrequenz-Signalen IF1, IF2 zugehörigen Signalkomponenten eingesetzt werden. Beispielsweise kann gemäß Figur 1 ein lokaler Oszillator  $\Delta 01$  bei der zum Zwischenfrequenz-Signal IF1 liegenden Frequenz von 2 MHz schwingen und über einen Mischer 15 bzw. 17 jeweils mit seiner In-Phase- und Quadratur-Komponente zum digitalen Eingangssignal gemischt werden. Die so gemischten Signale können anschließend in digitalen Tiefpass-Filtern 16 und 18 weiterverarbeitet werden, wodurch sich eine Signalqualität weiter verbessern lässt. In gleicher Weise wird diese digitale Signalverarbeitung mittels eines zweiten lokalen Oszillators  $\Delta 02$  auf das zweite Zwischenfrequenz-Signal IF2 bei einer Frequenz von ca. 1 MHz angewendet.

Figur 2 zeigt eine vereinfachte Blockdarstellung eines Multi-band-Empfängers gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel, wobei gleiche Bezugszeichen gleiche oder entsprechende Elemente bezeichnen und auf eine wiederholte Beschreibung nachfolgend verzichtet wird.

Gemäß Figur 2 wird im Gegensatz zum Ausführungsbeispiel gemäß Figur 1 nunmehr ein digitales komplexes Filter DKF zur Reduzierung der gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale IF1' und IF2 verwendet. Figur 4 zeigt hierbei die zum zweiten Ausführungsbeispiel gemäß Figur 2 gehörenden Signale in einer vereinfachten spektralen Darstellung, wobei keine Unterschiede zur vereinfachten Darstellung gemäß Figur 3 vorliegen. Auf eine wiederholte Beschreibung von Figur 4 wird daher unter Verweis auf die Beschreibung in Figur 3 nachfolgend verzichtet.

Der wesentliche Unterschied zwischen dem ersten Ausführungsbeispiel gemäß Figur 1 und dem zweiten Ausführungsbeispiel gemäß Figur 2 besteht lediglich darin, dass das komplexe Fil-

ter nunmehr als digitales komplexes Filter DKF ausgestaltet ist und sich im digitalen Teil des Multiband-Empfängers befindet. Gemäß Figur 2 werden demzufolge die vom Quadratur-Mixer 9 und vom In-Phase-Mixer 10 ausgegebenen Quadratur- und In-Phasen-Komponenten  $I_{IF}$ ,  $I_{IF}'$ ,  $Q_{IF}$ ,  $Q_{IF}'$  der Zwischenfrequenz-Signale  $IF1$ ,  $IF2$ , ...  $IF1'$ ,  $IF2'$ , ... beispielsweise einem IF-Tiefpassfilter 14a und 14b zugeführt und anschließend an einen aus Figur 1 bekannten IF-Verstärkerpfad weitergegeben.

Da jedoch das komplexe Filter erst im digitalen Teil realisiert ist, muss der IF-Verstärkerpfad sowohl für die Quadratur-Komponenten als auch für die In-Phase-Komponenten, d.h. also doppelt, ausgebildet sein und besteht beispielsweise wiederum aus einem variablen IF-Verstärker 11a, 11b und einem IF-Tiefpassfilter 12a und 12b. Ebenso müssen nunmehr für die Quadratur-Komponenten und die In-Phase-Komponenten jeweils ein A/D-Wandler 13a und 13b realisiert werden, um anschließend das digitalisierte Zwischenfrequenz-Signal bzw. deren Komponenten dem digitalen komplexen Filter in bekannter Weise zur Filterung der gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale  $IF1'$  und  $IF2'$  zuzuführen. Die Filterung entspricht hierbei wiederum im Wesentlichen der Filterung des analogen komplexen Filters, weshalb an dieser Stelle auf die Beschreibung gemäß Figur 1 verwiesen wird.

Figur 5 zeigt eine vereinfachte spektrale Darstellung von Signalen gemäß einem weiteren nicht dargestellten Ausführungsbeispiel, wobei gleiche Bezugszeichen gleiche oder entsprechende Signallinien bezeichnen und auf eine wiederholte Beschreibung nachfolgend verzichtet wird.

Gemäß Figur 5 befinden sich im Gegensatz zu den Spektrallinien der Figuren 3 und 4 nunmehr die von den lokalen Oszillatoren erzeugten Signale  $lo1$  und  $lo2$  oberhalb der zugehörigen RF-Trägerfrequenzen  $RF1$  und  $RF2$ . Genauer gesagt liegt das vom lokalen Oszillator  $LO1$  erzeugte Signal  $lo1$  bei 1802 MHz und das Signal  $lo2$  bei 901 MHz. Folglich liegen nunmehr die bei

der Faltung entstehenden Zwischenfrequenz-Signale IF1 und IF2 im negativen Frequenzbereich bei -2 MHz und -1 MHz, während die zugehörigen gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale IF1' und IF2' bei den Frequenzen +2 MHz und +1 MHz liegen. Bei einem derartigen Ausführungsbeispiel muss daher das analoge oder digitale komplexe Filter derart eingestellt werden, dass nunmehr der negative Frequenzbereich rückgewonnen wird und die im positiven Bereich liegenden gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale zumindest teilweise ausgelöscht werden. Die weitere Signalverarbeitung ist wiederum vergleichbar zu den vorstehend beschriebenen Ausführungsbeispielen.

Die Erfindung wurde vorstehend an Hand eines Dualband-Telekommunikationsendgerätes für Trägerfrequenzen von 1800 MHz und 900 MHz beschrieben. Sie ist jedoch nicht darauf beschränkt und bezieht sich vielmehr auf alle weiteren Multiband-Empfänger, mit denen RF-Signale mit zum Teil unterschiedlichen Frequenzen drahtlos oder drahtgebunden empfangen werden. Insbesondere können derartige Multiband-Empfänger in sogenannten mobilen Telekommunikationsendgeräten, sogenannten "Software Defined Radios" und TD-SCDMA-Produkten verwendet werden.

## Patentansprüche

1. Multiband-Empfänger zum gleichzeitigen Empfangen einer Vielzahl von Multiband-RF-Signalen mit zum Teil unterschiedlichen Trägerfrequenzen mit:

einem RF-Empfangsteil (RF) zum Verarbeiten der RF-Signale (RF1, RF2, ...);

einem RF/IF-Wandler zum Umwandeln der Vielzahl von RF-Signalen (RF1, RF2, ...) in eine Vielzahl von analogen Zwischenfrequenz-Signalen (IF1, IF2);

einem IF-Empfangsteil (IF) zum Verarbeiten der Zwischenfrequenz-Signale;

einem A/D-Wandler (13; 13a, 13b) zum Umwandeln der analogen Zwischenfrequenz-Signale in digitale Zwischenfrequenz-Signale; und

einem digitalen Signalverarbeitungsteil (DSP) zur digitalen Signalverarbeitung der digitalen Zwischenfrequenz-Signale und zur Erzeugung von rückgewonnenen Datensignalen,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , d a s s

der RF/IF-Wandler eine der Vielzahl von RF-Signalen (RF1, RF2, ...) entsprechende Vielzahl von lokalen Oszillatoren (LO1, LO2, ...) zum Erzeugen von den Trägerfrequenzen zugehörigen LO-Signalen (LO1, LO2, ...) mit LO-In-Phase-Komponenten ( $I_{LO}$ ) und LO-Quadratur-Komponenten ( $Q_{LO}$ ) sowie einen In-Phase-Mixer (10) und einen Quadratur-Mixer (9) zum Mischen der jeweiligen LO-In-Phase- und Quadratur-Komponenten ( $I_{LO}$ ,  $Q_{LO}$ ) mit den RF-Signalen (RF1, RF2, ...) zum Erzeugen der Zwischenfrequenz-Signale (IF1, IF2, IF1', IF2') mit IF-In-Phase-Komponenten ( $I_{IF}$ ,  $I_{IF}'$ ) und IF-Quadratur-Komponenten ( $Q_{IF}$ ,  $Q_{IF}'$ ) in einem Zwischenfrequenzbereich aufweist, wobei

ein komplexes Filter (AKF; DFK) eine komplexe Filterung auf der Grundlage der Zwischenfrequenz-Signale (IF1, IF2, IF1', IF2') zur Unterdrückung von gespiegelten Zwischenfrequenz-Signalen durchführt.

2. Multiband-Empfänger nach Patentanspruch 1, d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , d a s s die Zwischenfrequenz-Signale

(IF1, IF2 und IF1', IF2') in einem niederen Zwischenfrequenzbereich aufweisen und das komplexe Filter (AKF; DKF) eine Phasenverschiebung der zugehörigen IF-In-Phase-Komponenten ( $I_{IF}$ ,  $I_{IF'}$ ) und IF-Quadratur-Komponenten ( $Q_{IF}$ ,  $Q_{IF'}$ ) zum zumindest teilweisen Auslöschen der gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale (IF1', IF2') durchführt.

3. Multiband-Empfänger nach Patentanspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Zwischenfrequenz-Signale (IF1, IF2, IF1', IF2') analoge Signale darstellen und das komplexe Filter ein analoges komplexes Filter ist.

4. Multiband-Empfänger nach Patentanspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Zwischenfrequenz-Signale (IF1, IF2, IF1', IF2') digitale Signale darstellen und das komplexe Filter ein digitales komplexes Filter ist.

5. Multiband-Empfänger nach einem der Patentansprüche 2 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass die gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale (IF1', IF2') alle im gleichen positiven oder negativen Frequenzbereich liegen.

6. Multiband-Empfänger nach einem der Patentansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Vielzahl von lokalen Oszillatoren (LO1, LO2, ...) LO-Signale ( $lo1$ ,  $lo2$ , ...) erzeugen, die keine Interferenzen zueinander aufweisen.

7. Multiband-Empfänger nach einem der Patentansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass das komplexe Filter (AKF; DKF) einen Polyphase-Filter aufweist.

8. Multiband-Empfänger nach einem der Patentansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, dass das RF-



Empfangsteil (RF) eine Antenne (1) und einen Vorverstärker aufweist.

9. Multiband-Empfänger nach Patentanspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass der Vorverstärker einen Frequenzsplitter (2) zum Aufteilen der RF-Signale in ihre zugehörigen Trägerfrequenzbereiche, eine Vielzahl von getrennten Verstärkerpfaden zum Verstärken der RF-Signale in den zugehörigen Trägerfrequenzbereichen, und einen Signalkombinierer (7) zum Zusammenführen der aufgeteilten und verstärkten RF-Signale aufweist.

10. Multiband-Empfänger nach Patentanspruch 9, dadurch gekennzeichnet, dass die Verstärkerpfade jeweils ein RF-Bandpass-Filter (3, 4) und einen variablen RF-Verstärker (5, 6) aufweisen.

11. Multiband-Empfänger nach einem der Patentansprüche 1 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass das RF-Empfangsteil einen Signalsplitter (8) zum leistungsmäßigen Aufteilen der RF-Signale aufweist.

12. Multiband-Empfänger nach einem der Patentansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, dass das IF-Empfangsteil zumindest einen IF-Verstärkerpfad aufweist.

13. Multiband-Empfänger nach Patentanspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass der IF-Verstärkerpfad einen variablen IF-Verstärker (11; 11a, 11b) und ein IF-Tiefpass-Filter (12; 12a, 12b) aufweist.

14. Multiband-Empfänger nach einem der Patentansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet, dass das digitale Signalverarbeitungsteil (DSP) eine Vielzahl von lokalen Oszillatoren ( $\Delta O1$ ,  $\Delta O2$ , ...) zum Erzeugen von den Zwischenfre-

quenz-Signalen (IF1, IF2, ...) zugehörigen digitalen Signal-  
komponenten, und  
eine Vielzahl von digitalen Tiefpass-Filtern (16, 18) zum  
Filtern der digitalen Signalkomponenten aufweist.

15. Verfahren zum gleichzeitigen Empfangen einer Vielzahl von  
Multiband-RF-Signalen mit zum Teil unterschiedlichen Träger-  
frequenzen mit den Schritten:

Realisierung eines RF-Empfangs zum Verarbeiten der RF-Signale  
(RF1, RF2, ...);

Durchführen einer RF/IF-Wandlung zum Umwandeln der Vielzahl  
von RF-Signalen (RF1, RF2, ...) in eine Vielzahl von analogen  
Zwischenfrequenz-Signalen (IF1, IF2, ...);

Realisierung eines IF-Empfangs zum Verarbeiten der Zwischen-  
frequenz-Signale (IF1, IF2, ...);

Durchführen einer A/D-Wandlung zum Umwandeln der analogen  
Zwischenfrequenz-Signale in digitale Zwischenfrequenz-  
Signale; und

Durchführen einer digitalen Signalverarbeitung der digitalen  
Zwischenfrequenz-Signale und Erzeugen von rückgewonnenen Da-  
tensignalen, d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , dass  
bei der RF/IF-Wandlung eine der Vielzahl von RF-Signalen  
(RF1, RF2, ...) entsprechende Vielzahl von den Trägerfrequen-  
zen zugehörigen LO-Signalen (lo1, lo2, ...) mit LO-In-Phase-  
Komponenten ( $I_{LO}$ ) und LO-Quadratur-Komponenten ( $Q_{LO}$ ) erzeugt  
werden und die LO-In-Phase- und Quadratur-Komponenten ( $I_{LO}$ ,  
 $Q_{LO}$ ) mit den RF-Signalen (RF1, RF2, ...) zum Erzeugen der  
Zwischenfrequenz-Signale (IF1, IF2, IF1', IF2') mit jeweili-  
gen IF-In-Phase-Komponenten ( $I_{IF}$ ,  $I_{IF'}$ ) und IF-Quadratur-  
Komponenten ( $Q_{IF}$ ,  $Q_{IF'}$ ) in einem Zwischenfrequenzbereich ge-  
mischt werden, wobei ferner eine komplexe Filterung auf der  
Grundlage der Zwischenfrequenz-Signale (IF1, IF2, IF1', IF2')  
zur Unterdrückung von gespiegelten Zwischenfrequenz-Signalen  
durchgeführt wird.

16. Verfahren nach Patentanspruch 15, d a d u r c h g e -  
k e n n z e i c h n e t , dass bei der RF/IF-Wandlung Zwischen-

frequenz-Signale ( $IF1$ ,  $IF2$  und  $IF1'$ ,  $IF2'$ ) in einem niederen Zwischenfrequenzbereich erzeugt werden und die komplexe Filterung eine Phasenverschiebung der zugehörigen In-Phase-Komponenten ( $I_{IF}$ ,  $I_{IF'}$ ) und der Quadratur-Komponenten ( $Q_{IF}$ ,  $Q_{IF'}$ ) zum zumindest teilweisen Auslöschen der gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale ( $IF1'$ ,  $IF2'$ ) durchführt.

17. Verfahren nach Patentanspruch 15 oder 16, dadurch gekennzeichnet, dass die Zwischenfrequenz-Signale ( $IF1$ ,  $IF2$ ,  $IF1'$ ,  $IF2'$ ) analoge Signale darstellen und eine analoge komplexe Filterung durchgeführt wird.

18. Verfahren nach Patentanspruch 15 oder 16, dadurch gekennzeichnet, dass die Zwischenfrequenz-Signale ( $IF1$ ,  $IF2$ ,  $IF1'$ ,  $IF2'$ ) digitale Signale darstellen und eine digitale komplexe Filterung durchgeführt wird.

19. Verfahren nach einem der Patentansprüche 16 bis 18, dadurch gekennzeichnet, dass bei der RF/IF-Wandlung alle gespiegelten Zwischenfrequenz-Signale ( $IF1'$ ,  $IF2'$ ) im gleichen positiven oder negativen Frequenzbereich liegen.

20. Verfahren nach einem der Patentansprüche 15 bis 19, dadurch gekennzeichnet, dass bei der RF/IF-Wandlung eine Vielzahl von LO-Signalen ( $lo1$ ,  $lo2$ , ...) erzeugt werden, die keine Interferenzen zueinander aufweisen.

21. Verfahren nach einem der Patentansprüche 15 bis 20, dadurch gekennzeichnet, dass die komplexe Filterung eine Polyphase-Filterung darstellt.

22. Verfahren nach einem der Patentansprüche 15 bis 21, dadurch gekennzeichnet, dass bei der Realisierung des RF-Empfangs eine Aufteilung der RF-Signale in ihre zugehörigen Trägerfrequenzbereiche,

eine Verstärkung der RF-Signale in den zugehörigen Trägerfrequenzbereichen, und  
ein Zusammenfügen der aufgeteilten und verstärkten RF-Signale durchgeführt wird.

23. Verfahren nach einem der Patentansprüche 15 bis 22,  
dadurch gekennzeichnet, dass bei der Realisierung des RF-Empfangs eine leistungsmäßige Aufteilung der RF-Signale durchgeführt wird.

24. Verfahren nach einem der Patentansprüche 15 bis 23,  
dadurch gekennzeichnet, dass zur Realisierung des IF-Empfangs zumindest eine variable IF-Verstärkung und eine IF-Tiefpass-Filterung durchgeführt wird.

25. Verfahren nach einem der Patentansprüche 15 bis 24,  
dadurch gekennzeichnet, dass bei der digitalen Signalverarbeitung eine Vielzahl von den Zwischenfrequenz-Signalen (IF1, IF2) zugehörigen digitalen Signalkomponenten und eine Tiefpassfilterung der digitalen Signalkomponenten durchgeführt wird.

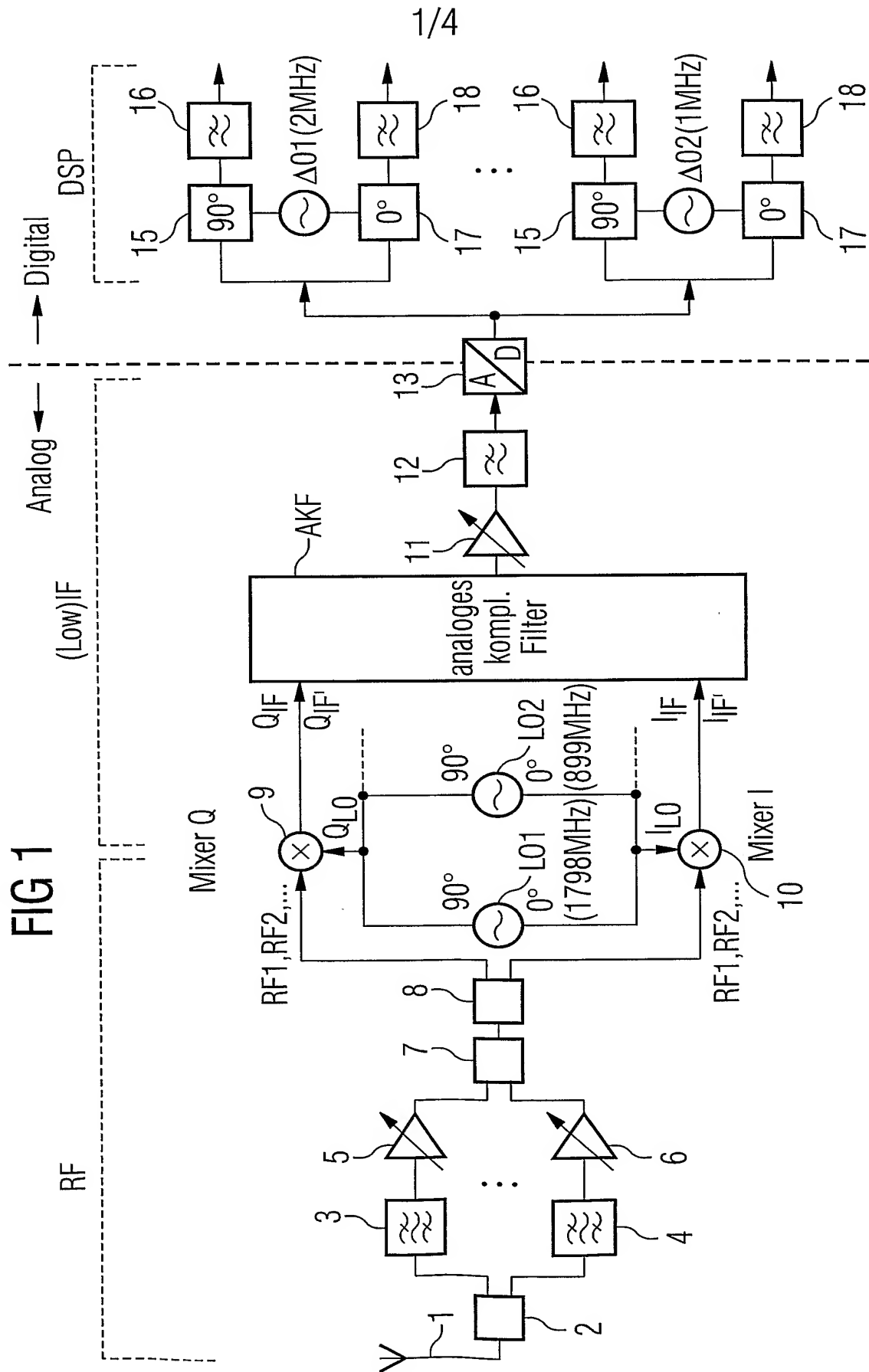


FIG 2

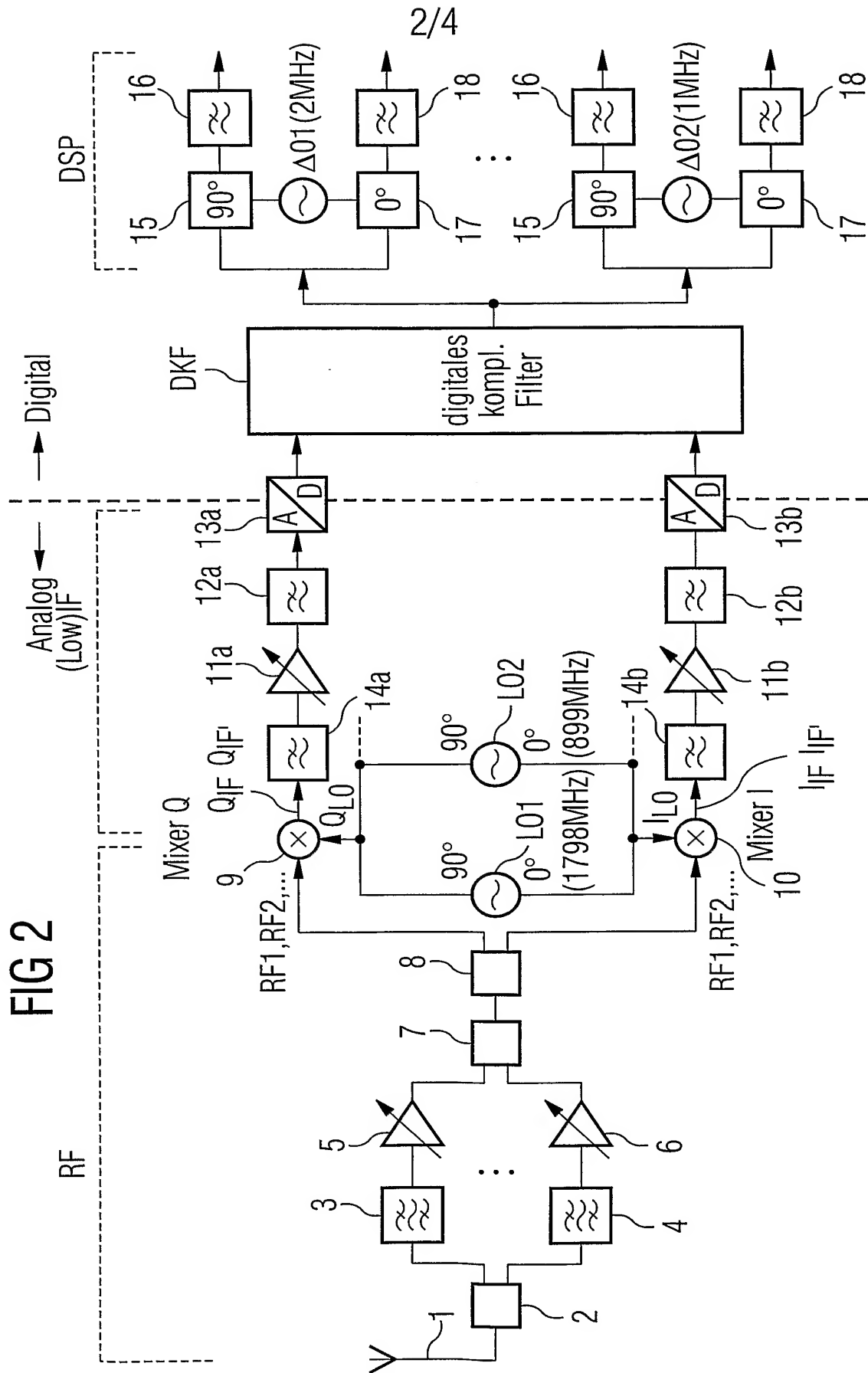


FIG 3

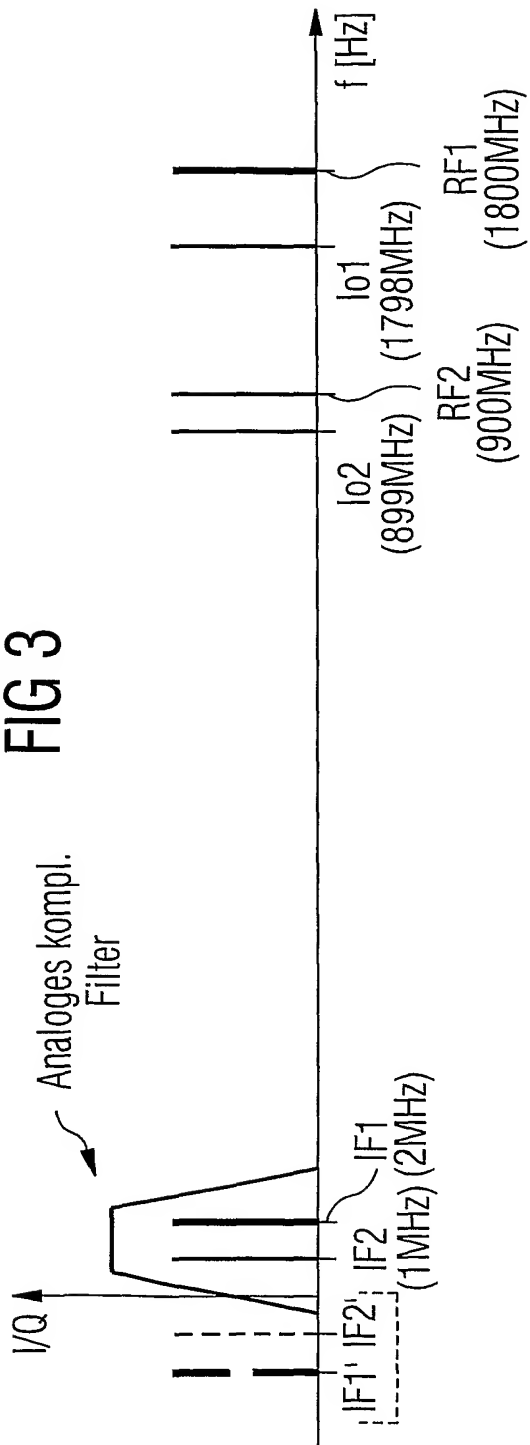
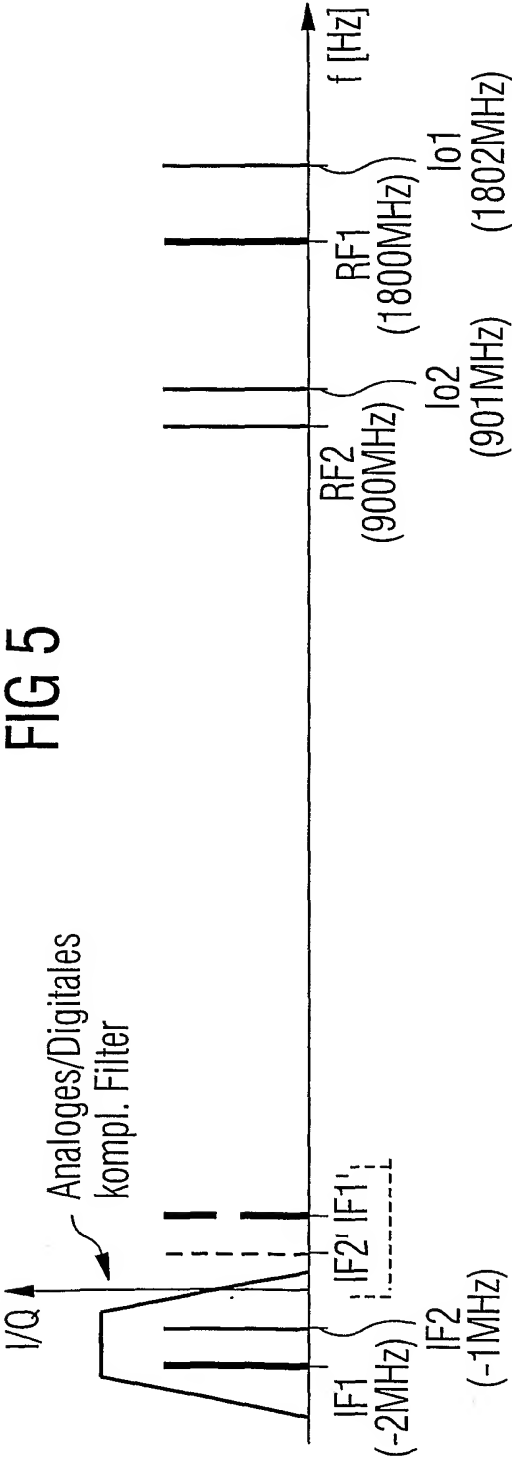


FIG 4







## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/DE 01/03610

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 7 H03D3/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 7 H03D

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	J. CROLS : "A SINGLE CHIP 900 MHZ CMOS RECEIVER FRONT END WITH A HIGH PERFORMANCE LOW IF TOPOLOGY" IEEE JOURNAL OF SOLID STATE CIRCUITS, vol. 30, no. 12, 1 December 1995 (1995-12-01), pages 1483-1492, XP000557254 NEW YORK, US. page 1486, column 2, line 14 -page 1489, column 1, line 4; figures 7-11 --- -/--	1

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

## \* Special categories of cited documents :

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

14 June 2002

Date of mailing of the international search report

21/06/2002

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Butler, N

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No  
PCT/DE 01/03610

## C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	J. BORRALLO ET. AL: "SELF ADJUSTING DIGITAL IMAGE REJECTION RECEIVER FOR MOBILE COMMUNICATIONS" VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE 1997, 5 April 1997 (1997-04-05), pages 686-690, XP000736695 PHOENIX AR,US page 686, column 1, line 1 -page 687, column 2, line 19; figures 1,3,4 -----	1
X	WO 99 14863 A (ITALTEL SPA.) 25 March 1999 (1999-03-25) page 2, line 18 -page 3, line 13; figure 1 page 6, line 25 -page 7, line 33; figures 2,4,5 -----	1
A	US 5 661 761 A (T. IWAMATSU) 26 August 1997 (1997-08-26) column 13, line 26 -column 14, line 48; figure 1 column 17, line 6 - line 26; figure 6 -----	1
A	US 6 219 534 B1 (K. TORII) 17 April 2001 (2001-04-17) column 4, line 37 -column 7, line 20; figure 1 -----	1
A	EP 0 574 273 A (LTOSHIBA K. K.) 15 December 1993 (1993-12-15) column 15, line 28 -column 16, line 19 -----	1

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**  
Information on patent family members

International Application No  
PCT/DE 01/03610

Patent document cited in search report		Publication date		Patent family member(s)		Publication date
WO 9914863	A	25-03-1999	IT	MI972086 A1		15-03-1999
			CA	2303098 A1		25-03-1999
			WO	9914863 A1		25-03-1999
			EP	1018223 A1		12-07-2000
<hr/>						
US 5661761	A	26-08-1997	JP	6030073 A		04-02-1994
			JP	6054014 A		25-02-1994
			US	5400366 A		21-03-1995
			US	5594759 A		14-01-1997
<hr/>						
US 6219534	B1	17-04-2001	JP	11234150 A		27-08-1999
<hr/>						
EP 574273	A	15-12-1993	JP	3241098 B2		25-12-2001
			JP	5347736 A		27-12-1993
			CA	2098372 A1		13-12-1993
			DE	69320868 D1		15-10-1998
			DE	69320868 T2		28-01-1999
			EP	0574273 A1		15-12-1993
			KR	9615838 B1		21-11-1996
			US	5418815 A		23-05-1995
<hr/>						

## INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 01/03610

## A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES

IPK 7 H03D3/00

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

## B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 7 H03D

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

## C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie°	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	<p>J. CROLS : "A SINGLE CHIP 900 MHZ CMOS RECEIVER FRONT END WITH A HIGH PERFORMANCE LOW IF TOPOLOGY"</p> <p>IEEE JOURNAL OF SOLID STATE CIRCUITS, Bd. 30, Nr. 12, 1. Dezember 1995 (1995-12-01), Seiten 1483-1492, XP000557254</p> <p>NEW YORK, US.</p> <p>Seite 1486, Spalte 2, Zeile 14 -Seite 1489, Spalte 1, Zeile 4; Abbildungen 7-11</p> <p style="text-align: center;">--- -/--</p>	1



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

## ° Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

\*A\* Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

\*E\* älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

\*L\* Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

\*O\* Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

\*P\* Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

\*T\* Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

\*X\* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

\*Y\* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

\*Z\* Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

14. Juni 2002

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

21/06/2002

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde

Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2  
 NL - 2280 HV Rijswijk  
 Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
 Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Butler, N

## C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	J. BORRALLLO ET. AL: "SELF ADJUSTING DIGITAL IMAGE REJECTION RECEIVER FOR MOBILE COMMUNICATIONS" VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE 1997, 5. April 1997 (1997-04-05), Seiten 686-690, XP000736695 PHOENIX AR,US Seite 686, Spalte 1, Zeile 1 -Seite 687, Spalte 2, Zeile 19; Abbildungen 1,3,4 ----	1
X	WO 99 14863 A (ITALTEL SPA.) 25. März 1999 (1999-03-25) Seite 2, Zeile 18 -Seite 3, Zeile 13; Abbildung 1 Seite 6, Zeile 25 -Seite 7, Zeile 33; Abbildungen 2,4,5 ----	1
A	US 5 661 761 A (T. IWAMATSU) 26. August 1997 (1997-08-26) Spalte 13, Zeile 26 -Spalte 14, Zeile 48; Abbildung 1 Spalte 17, Zeile 6 - Zeile 26; Abbildung 6 ----	1
A	US 6 219 534 B1 (K. TORII) 17. April 2001 (2001-04-17) Spalte 4, Zeile 37 -Spalte 7, Zeile 20; Abbildung 1 ----	1
A	EP 0 574 273 A (LTOSHIBA K. K.) 15. Dezember 1993 (1993-12-15) Spalte 15, Zeile 28 -Spalte 16, Zeile 19 -----	1

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 01/03610

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
WO 9914863	A	25-03-1999	IT MI972086 A1 15-03-1999
		CA 2303098 A1 25-03-1999	
		WO 9914863 A1 25-03-1999	
		EP 1018223 A1 12-07-2000	
US 5661761	A	26-08-1997	JP 6030073 A 04-02-1994
		JP 6054014 A 25-02-1994	
		US 5400366 A 21-03-1995	
		US 5594759 A 14-01-1997	
US 6219534	B1	17-04-2001	JP 11234150 A 27-08-1999
EP 574273	A	15-12-1993	JP 3241098 B2 25-12-2001
		JP 5347736 A 27-12-1993	
		CA 2098372 A1 13-12-1993	
		DE 69320868 D1 15-10-1998	
		DE 69320868 T2 28-01-1999	
		EP 0574273 A1 15-12-1993	
		KR 9615838 B1 21-11-1996	
		US 5418815 A 23-05-1995	